

This Page Is Inserted by IFW Operations  
and is not a part of the Official Record

## BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

As rescanning documents *will not* correct images,  
please do not report the images to the  
Image Problem Mailbox.

## Inverter device

Patent Number:  EP1152520

Publication date: 2001-11-07

Inventor(s): FUJII HIROSHI (JP); NAKATSU KINYA (JP); SAKAI KEIJIRO (JP); HIRAGA MASAHIRO (JP); ISHIDA SEIJI (JP); KATO JUNJI (JP); OKUYAMA TOSHIAKI (JP)

Applicant(s):: HITACHI LTD (JP)

Requested Patent:  JP2001314090 (JP01314090)

Application Number: EP20010109397 20010419

Priority Number (s): JP20000132843 20000427

IPC Classification: H02M7/48

EC Classification: H02M7/48, H02M7/5387C3, H02P7/63A

Equivalents:  US2001043481 (US01043481)

### Abstract

An inverter device in the present invention comprises a three-phase inverter (2) for converting DC electric power into AC power for supplement to an AC electric motor (3) and a control device (4 - 11) operatively associated therewith, and said control device includes a phase current detection section (7, 8) for outputting a phase current waveform based on a DC input current and an operational processor section (4 - 6, 10, 11) for performing based on said phase current waveform operational processing for control of said inverter device. Thereby, the inverter device can be constructed to be very compact.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号  
特開2001-314090  
(P2001-314090A)

(43)公開日 平成13年11月9日(2001.11.9)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup> H 02 M 7/48	識別記号 H 02 P 7/63	F I H 02 M 7/48	テ-マコト <sup>*</sup> (参考) F 5 H 007 H 5 H 576
	3 0 2	H 02 P 7/63	3 0 2 D

審査請求 未請求 請求項の数12 O.L (全 13 頁)

(21)出願番号 特願2000-132843(P2000-132843)

(22)出願日 平成12年4月27日(2000.4.27)

(71)出願人 000005108  
株式会社日立製作所  
東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(71)出願人 000233217  
株式会社日立ケーイーシステムズ  
千葉県習志野市東習志野7丁目1番1号

(72)発明者 酒井 慶次郎  
茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株式会社日立製作所日立研究所内

(74)代理人 100075096  
弁理士 作田 康夫

最終頁に続く

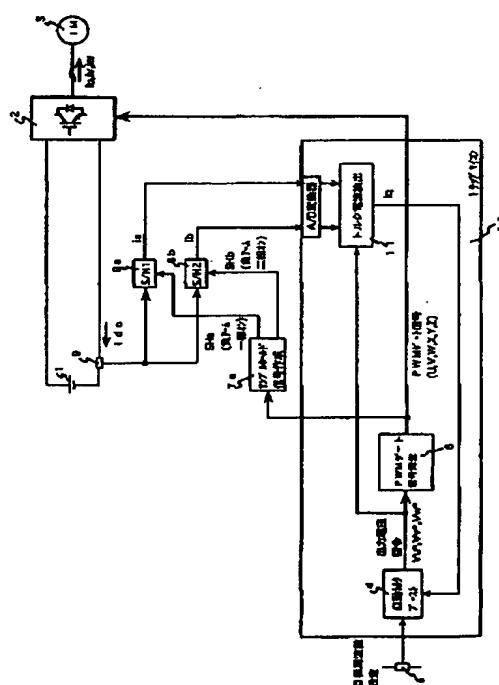
(54)【発明の名称】 インバータ装置

(57)【要約】

【課題】インバータの直流入力電流から求めた交流の相電流により、交流電動機の自動トルクブースト制御や過負荷時の電流制限処理を精度良く行なう。

【解決手段】三相インバータの正側アームスイッチング素子三相分または負側アームスイッチング素子三相分の内、一相のみオンとし、他の二相はオフとするゲート状態でインバータの直流入力電流をサンプルホールドする第1のサンプルホールド回路と、二相に対してオンとし、他の一相はオフとするゲート状態で直流入力電流をサンプルホールドする第2のサンプルホールド回路を具備し、インバータ出力電圧位相の120度位相周期で変化する前記第1及び第2のサンプルホールド回路出力値に応じてインバータの出力周波数あるいは出力電圧を可変するようにする。

図 1



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】直流電力を交流電力に変換し、交流電動機に供給する三相インバータと、その制御装置と、を備えるインバータ装置において、

前記制御装置は、直流入力電流に基づいて相電流波形を出力する相電流検出部と、前記相電流波形に基づいて前記インバータ装置を制御する為の演算処理を行う演算処理部と、を含むインバータ装置。

【請求項2】請求項1において、前記相電流検出部は、三相インバータの正側アームスイッチング素子三相分または負側アームスイッチング素子三相分の内、一相のみオンとし、他の二相はオフとする3種類のゲート状態と、二相に対してオンとし、他の一相はオフとする3種類のゲート状態の内、1つのゲート状態をインバータ出力電圧位相の所定位相周期毎に選択するサンプルホールド信号作成手段と、選択された前記1つのゲート状態においてインバータ直流入力電流をサンプルホールドするサンプルホールド回路を備え、前記サンプルホールド回路の出力値に応じてインバータの出力周波数あるいは出力電圧を可変する手段を備えるインバータ装置。

【請求項3】請求項2において、前記所定位相周期が60度または120度位相周期であるインバータ装置。

【請求項4】請求項1において、前記相電流検出部は、三相インバータの正側アームスイッチング素子三相分または負側アームスイッチング素子三相分の内、一相のみオンとし、他の二相はオフとするゲート状態でインバータ直流入力電流をサンプルホールドする第1のサンプルホールド回路と、二相に対してオンとし、他の一相はオフとするゲート状態でインバータ直流入力電流をサンプルホールドする第2のサンプルホールド回路と、を備えるインバータ装置。

【請求項5】請求項4において、前記第1及び第2のサンプルホールド回路の出力値である前記相電流波形はインバータ出力電圧位相の120度位相周期で変化するインバータ装置。

【請求項6】直流電力を交流電力に変換し、交流電動機に供給する三相インバータと、その制御装置を備えるインバータ装置において、前記制御装置は、三相インバータの正側アームスイッチング素子三相分または負側アームスイッチング素子三相分の内、一相のみオンとし、他の二相はオフとする3種類のゲート状態と、二相に対してオンとし、他の一相はオフとする3種類のゲート状態の内、1つのゲート状態をインバータ出力電圧位相の所定位相周期毎に選択するサンプルホールド信号作成手段と、該選択された1つのゲート状態においてインバータ直流入力電流をサンプルホールドするサンプルホールド回路を備え、該サンプルホールド回路の出力値に応じてインバータの出力周波数あるいは出力電圧を可変する手段を備えるインバータ装置。

【請求項7】請求項6において、60度または120度

位相周期であるインバータ装置。

【請求項8】直流電力を交流電力に変換し、交流電動機に供給する三相インバータと、その制御装置を備えるインバータ装置において、前記制御装置は、三相インバータの正側アームスイッチング素子三相分または負側アームスイッチング素子三相分の内、一相のみオンとし、他の二相はオフとするゲート状態でインバータの直流入力電流をサンプルホールドする第1のサンプルホールド回路と、二相に対してオンとし、他の一相はオフとするゲート状態で直流入力電流をサンプルホールドする第2のサンプルホールド回路を具備し、インバータ出力電圧位相の120度位相周期で変化する前記第1及び第2のサンプルホールド回路出力値に応じてインバータの出力周波数あるいは出力電圧を可変する手段を備えるインバータ装置。

【請求項9】請求項6または8において、前記制御装置はさらに、サンプルホールド回路出力値が予め設定した設定レベルを越えた時、インバータの出力周波数を低減する手段を備えるインバータ装置。

【請求項10】請求項6または8において、前記制御装置はさらに、インバータ周波数指令を積分した基準位相及び前記サンプルホールド回路出力値を基に交流電動機のトルク電流あるいは励磁電流を算出する手段と、前記トルク電流または励磁電流の算出値に応じてインバータの出力周波数あるいは出力電圧を可変する手段を備えるインバータ装置。

【請求項11】請求項6または8において、前記制御装置はさらに、インバータの各相交流電圧の最大値及び最小値付近における前記サンプルホールド回路出力値に応じてインバータ出力周波数あるいは出力電圧を変化させる手段を備えるインバータ装置。

【請求項12】請求項6または8において、前記制御装置はさらに、サンプルホールド回路出力値の平均的な変化に応じて、インバータ出力周波数あるいは出力電圧を変化させる手段を備えるインバータ装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、交流電動機を可変速制御するインバータの制御装置に関する。

## 【0002】

【従来の技術】誘導電動機を可变速駆動するインバータの制御方法として、インバータの1次周波数 $f_1$ に比例してインバータの出力電圧 $V_1$ を制御する $V/f$ 一定制御が知られている。このものでは誘導電動機の励磁電流をほぼ一定に保つことができるが、負荷が加わると電動機の1次抵抗 $r_1$ による電圧降下が大きくなり、電動機の誘導起電力が小さくなる。この結果、電動機磁束が小さくなり、電動機出力トルクが減少すると言う問題がある。また、速度指令に対して実速度が低下し、速度変動率が大きくなると言う問題もある。そこで、特に中低速

領域でのトルクアップを図る自動トルクブースト制御が提案されている。

【0003】一般的には、インバータ出力側に電流検出器を二相分設けて電動機電流を検出し、これを磁束位相で固定子座標から回転磁界座標へ変換（ $u v w / d q$  変換）してトルク電流  $I_q$  を求め、これに応じて1次抵抗電圧降下分  $r_1 \cdot I_q$  を演算し、 $V/f$  一定電圧（誘導起電力）に加算して電圧指令  $V_m$  を演算している。この場合、電圧指令は  $V_m = K \cdot f^{1*} + r_1 \cdot I_q$  である。ここで、 $K$  は比例ゲインである。このように電流に応じて出力電圧値を増加させる制御を自動トルクブーストと呼ぶ。更にトルク電流に比例した滑り周波数  $f_s$  を基準の周波数  $f_0^*$  に加算してインバータ出力周波数指令  $f^{1*}$  を演算している。この場合、 $f^{1*} = f_0^* + K_s \cdot I_q$  である。この制御をすべり補償と呼ぶ。これらの方程式は、インバータ出力側に電流検出器が二相分必要となるためコストアップとなる。一方、インバータ直流入力電流の平均値  $I_{dc}$  からトルク電流相当を演算し、これに応じてトルクブーストを行なう方式もある。これはインバータの直流側と交流側のパワーは等しいという関係から数1が成り立つため、 $I_{dc}$  を検出してトルク電流  $I_q$  に近似な有効パワー電流  $I_{qx}$  を演算し、この大きさに応じてインバータ出力電圧を補償する方式である。

【0004】

【数1】

$$\begin{aligned} V_{dc} \cdot I_{dc} &= 3V_1 \cdot I_1 \cdot \cos\phi \\ &= 3V_1 \cdot I_{qx} \end{aligned}$$

ここで、 $V_{dc}$  はインバータの直流電圧、 $I_{dc}$  は直流電流平均値、 $V_1$  はインバータ出力電圧（相電圧）の大きさ、 $I_1$  は電動機電流の大きさ、 $\cos\phi$  は力率である。ところが、誘導電動機などの交流電動機制御では  $V/f$  一定制御のため、インバータ周波数にほぼ比例して出力電圧  $V_1$  を制御する。このため、低速領域では  $V_1$  が小さくなるので数1より明らかに  $I_{dc}$  が非常に小さくなる。このため有効パワー分電流  $I_{qx}$  の検出精度が低下し、自動トルクブースト制御の精度が劣化すると言う問題がある。

【0005】また、電流制限御ではインバータ出力電流を三相分検出し、一相でも電流制限レベル以上になった時、インバータ出力周波数を下げて誘導電動機の滑り周波数を小さくし、電動機電流を制限レベル以下にして、過電流トリップを防止するようにしている。この場合は、電動機電流センサが少なくとも2個必要である。

【0006】このため、電動機電流センサ化のため、インバータの直流入力電流からインバータの出力電流を演算検出する方式が、例えば特開平8-19263号公報や特開平6-153526号公報に記載されている。また、関連技術として、インバータの直流入力電流と出力電流及びゲート状態との関係について、電気学会論文誌D（平成4年1月）の電圧形PWMコンバータの

平滑コンデンサ容量低減および瞬停再始動制御法（33ページ）に記載されている。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】これらの電動機電流センサレスにおいて、特開平8-19263号公報記載のものでは、ゲート状態が変化する毎にすべてのゲート状態で直流電流をサンプルホールドしているため、サンプルホールド回路の出力はゲート状態が変化する毎に変化する。更に、2個のサンプルホールド回路出力値の差分（直流電流変化分）をゲート状態毎に演算しており、非常に高速なA/D変換器やマイクロコンピュータが必要である。また、特開平6-153526号公報に関しては、サンプルホールド回路の構成や、サンプルホールド信号の作り方など具体的な構成は記載されていない。また、従来技術はインバータ出力電流の検出方法まで記載されているが、具体的な電流制限御や自動トルクブースト制御については記載されていない。

【0008】本発明は、上記課題を考慮してなされたものであり、インバータの直流入力電流から電動機電流の振幅やトルク電流、励磁電流などを検出し、これらを用いて電流制限御、自動トルクブースト制御または速度センサレスペクトル制御などを行なうインバータの制御装置を提供する。

【0009】

【課題を解決するための手段】本発明によるインバータ装置は、直流電力を交流電力に変換し、交流電動機に供給する三相インバータと、その制御装置とを備える。制御装置は、直流入力電流に基づいて相電流波形を出力する相電流検出部と、相電流波形に基づいてインバータ装置を制御するための演算処理を行う演算処理部とを含む。本発明によれば、直流入力電流に基づいて三相交流の相電流を検出するので、各相に電流検出器を設ける必要が無くなる。このため、インバータ装置が、小型化されあるいは低価格される。さらに、相電流波形に基づいてインバータを制御するので、演算処理部を高速化することなくインバータを制御できる。

【0010】本発明による他のインバータ装置の制御装置は、三相インバータの正側アームスイッチング素子三相分または負側アームスイッチング素子三相分の内、一相のみオンとするゲート状態と、二相のみオンとするゲート状態（各3種類で合計6種類のゲート状態）の内、1つのゲート状態をインバータ出力電圧位相の所定周期毎に、好ましくは60度または120度位相周期毎に選択するサンプルホールド信号作成手段と、該選択された1つのゲート状態においてインバータ直流入力電流をサンプルホールドするサンプルホールド回路を備える。これにより、サンプルホールド回路の出力はインバータ出力電圧位相の所定位相周期の間は電動機電流に同期して連続的に変化する。

【0011】次に、本発明によるさらに他のインバータ

装置の制御装置は、三相インバータの正側アームスイッチング素子三相分または負側アームスイッチング素子三相分の内、一相のみオンとし、他の二相はオフとするゲート状態でインバータの直流入力電流をサンプルホールドする第1のサンプルホールド回路と、二相に対してオンとし、他の一相はオフとするゲート状態で直流入力電流をサンプルホールドする第2のサンプルホールド回路にサンプルホールドする。これにより、サンプルホールド回路の出力はインバータ出力電圧位相の120度位相周期の間は電動機電流に同期して連続的に変化する。

【0012】電流制限御のためには、制御装置において、さらに、第1及び第2のサンプルホールド回路の出力値の内、1つでも予め設定した設定レベルを越えた時、インバータの出力周波数を低減するようする。これにより誘導電動機の滑り周波数が小さくなるので、高速に電流制限ができる。

【0013】トルクブースト制御のためには、制御装置において、さらにインバータ出力周波数指令を積分した基準位相と第1と第2のサンプルホールド回路出力値を基に交流電動機のトルク電流や励磁電流を算出する手段と、算出した値に応じてインバータの出力周波数あるいは出力電圧を可変する手段を設ける。これにより負荷増加時、トルク分電流の増加に応じてインバータ出力電圧を増加させることで高トルク化（自動トルクブースト制御）ができる。更にトルク電流の増加に応じてインバータ出力周波数を増加させるすべり補償により速度指令に対する実速度の偏差を小さくできる。

【0014】本発明の他の特徴は、以下の記載より明らかになるであろう。

#### 【0015】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施例を図面に基づいて説明する。図1において、直流電源1の直流電圧は三相インバータ2により、可変周波数かつ可変電圧の交流に変換され、誘導電動機3を可变速駆動する。次に、自動トルクブースト手段4は、目標周波数設定器5の出力とトルク電流演算値I<sub>q</sub>を基にインバータの三相交流電圧指令V<sub>u<sup>+</sup></sub>、V<sub>v<sup>+</sup></sub>、V<sub>w<sup>+</sup></sub>を出力する。また、PWMゲート信号発生手段6では、三相交流電圧指令を基にインバータのPWMゲート信号を出力し、インバータ2に供給している。サンプルホールド信号作成手段7aでは、PWMゲート信号を基にサンプルホールド回路8a、8bのサンプルホールド信号を作成し、直流電流検出器9の出力をサンプルホールドする。A/D変換器が内蔵された1チップマイクロコンピュータ10では、サンプルホールド回路の出力i<sub>a</sub>及びi<sub>b</sub>をA/D変換器で入力し、トルク電流検出手段11によりトルク電流I<sub>q</sub>を検出し、これを基に自動トルクブースト制御を行う。

【0016】次に、直流電流i<sub>d c</sub>に含まれる電動機電流成分について図2を用いて説明する。三相インバータ

2は半導体スイッチング素子6個と還流ダイオード6個から構成され正アームのゲート信号がU、V、W、負アームのゲート信号がX、Y、Zである。直流電流i<sub>d c</sub>は図2から数2で表される。

【0017】

【数2】

$$i_{d c} = i_{u n} + i_{v n} + i_{w n}$$

$$= -i_u \cdot X - i_v \cdot Y - i_w \cdot Z$$

ここで、i<sub>u</sub>、i<sub>v</sub>、i<sub>w</sub>は各相の電動機電流、ゲート信号X、Y、Zはゲート信号オンで1、オフで0となる。また、数2から(X, Y, Z = 0, 0, 0)はi<sub>d c</sub> = 0となる。更に(X, Y, Z = 1, 1, 1)では三相電流の和が零であるのでi<sub>d c</sub> = 0となる。そこで、i<sub>d c</sub>に電流が流れるゲート状態は図2のベクトル図に示すように6通りあり、ゲート状態に応じてi<sub>d c</sub>と電動機電流の関係が求まる。

【0018】次に、本実施例の主要部であるサンプルホールド信号作成手段7aの詳細回路図を図3に示す。論理積回路12で6個のゲート状態を判別し、インバータの負アームゲート信号が一相のみオン状態(X, Y, Z = 1, 0, 0), (X, Y, Z = 0, 1, 0), (X, Y, Z = 0, 0, 1)の信号を加算器13aで加算して、サンプルホールド信号SHaとしている。また、インバータの負アームゲート信号が二相についてオン状態(X, Y, Z = 1, 1, 0), (X, Y, Z = 0, 1, 1), (X, Y, Z = 1, 0, 1)の信号を加算器13bで加算して、サンプルホールド信号SHbとしている。具体的な動作波形を図4に示す。図4は電圧指令に対応したU相変調波が一番大きく、次にV相で、W相が一番小さい状態を示す。デッドタイム区間T<sub>d</sub>を除くX, Y, Zのゲート信号で二相のみオンする状態をSHb信号とし、一相のみオンする状態をSHa信号としている。

【0019】次に、サンプルホールド回路の出力i<sub>a</sub>、i<sub>b</sub>について図5を用いて説明する。図5はインバータ出力電圧位相より電動機電流位相が遅れた電動運転時の波形である。三相交流電圧指令V<sub>u<sup>+</sup></sub>、V<sub>v<sup>+</sup></sub>、V<sub>w<sup>+</sup></sub>のいずれか二つの波形が交差するようになる60°位相周期の番号をI～VIとすると各60°区間ににおけるゲート信号波形は図6のようになる。例えば図4の波形は区間IIに相当しゲート信号Xの幅が一番狭く、Zが一番広い。ここで、X, Y, Zの内、一相のみオン状態ではサンプルホールド回路8aにおいてi<sub>d c</sub>をi<sub>a</sub>として出力する。また、二相のみオン状態ではサンプルホールド回路8bにおいてi<sub>d c</sub>をi<sub>b</sub>として出力する。また、その時のi<sub>d c</sub>は数2の計算式となり、各ゲート状態におけるi<sub>a</sub>、i<sub>b</sub>の値は図6に記入したようになる。これをインバータ出力電圧の一周期で表すとi<sub>a</sub>、i<sub>b</sub>波形は図5となる。この結果、i<sub>b</sub>の値は三相電圧の内、瞬時値電圧が最大の相の電流値が120度周期で出力さ

れる。また、 $i_a$ の値は瞬時値電圧が最小の相の電流値（符号反転値）が出力される。つまり、 $i_a$ と $i_b$ は位相が $60^\circ$ ずれた状態で $120$ 度周期で電動機電流に一致した値が出力される。このようにサンプルホールド回路の出力はインバータ出力電圧位相の $120$ 度位相周期の間は、電動機電流に一致して連続的かつ緩慢に変化するため、この信号をA/D変換しマイクロコンピュータへ取り込む際には比較的低速応答なA/D変換器やマイクロコンピュータ内蔵A/D変換器が使用できる。この結果、経済的な制御装置を実現できる。

【0020】次に、電流制限機能について説明する。図5に示すように力率がある程度大きい状態では、各相電流の内、瞬時値が一番大きいものが $i_a$ または $i_b$ に出力される。例えば図5においてIの区間で電流の瞬時値が一番大きいのは $i_v$ であり、この符号を反転した値が $i_a$ に出力される。また、IIの区間は $i_u$ であり、これは $i_b$ に出力される。結果として、三相の瞬時電流の内、瞬時値の最大値が $i_a$ または $i_b$ に出力される。そこで、 $i_a$ 、 $i_b$ のいずれかが設定レベルを越えた時、過負荷と判断し、インバータ出力周波数指令を低減する。なお、インバータ出力周波数に比例してインバータ出力電圧も低減される。これにより、誘導電動機の滑り周波数が小さくなると共にインバータ出力電圧も小さくなるので電動機電流が制限され過電流トリップを防止できる。

【0021】次に、有効パワーワン電流 $I_{qX}$ の検出方法について述べる。 $V_{u^*}$ の位相を $\theta$ とすると $i_u$ は数3となる。

【0022】

【数3】

$$\begin{aligned} i_u &= I_1 \cdot \sin(\theta - \phi) \\ &= I_1 (\sin\theta \cdot \cos\phi - \cos\theta \cdot \sin\phi) \end{aligned}$$

ここで、 $I_1$ は電流の振幅で $\phi$ は力率角である。そこで、 $V_{u^*}$ の最大値つまり $\theta = 90^\circ$ における $i_u$ 値は数3から $I_1 \cdot \cos\phi$ となり有効パワーワン電流 $I_{qX}$ となる。この値は、低速領域で誤差はあるが電動機のトルク電流 $I_q$ に相当するため、この $I_{qX}$ をトルク電流 $I_q$ に代えて自動トルクブーストを行なう。具体的な $I_{qX}$ 検出方法は、図5に示すように、各相交流電圧の最大値付近での $i_b$ 値を $I_{qX}$ として検出する。更に、各相交流電圧の最小値付近での $i_a$ 値を $I_{qX}$ として検出する。これはマイクロコンピュータで $V_{u^*}$ 、 $V_{v^*}$ 、 $V_{w^*}$ を演算しており、最大値、最小値に関係した位相は判別できる。また直接電圧指令の位相で判別しても良い。

【0023】次に、 $I_q = I_{qX}$ としトルク電流 $I_q$ 検出値を用いた自動トルクブースト制御について図7を用いて説明する。図7は自動トルクブースト手段4の構成を示している。 $d$ 軸電圧指令 $V_{d^*}$ は $I_m^* \cdot r_1$ の固定電圧を設定している。ここで、 $I_m^*$ は誘導電動機の励磁電流（無負荷時の電動機電流）指令値であり、 $r_1$ は電

動機の1次抵抗設定ゲインである。なお、これらの定数はインバータにより制御される電動機の電気定数を設定する。次に、トルク電流検出値 $I_q$ を1次遅れフィルタ14を介して比例ゲイン $K_s$ を乗じて滑り周波数 $f_s$ を算出している。なお、ゲイン $K_s$ は電動機の定格トルク電流 $I_{t0}$ と定格滑り周波数 $f_{so}$ から $K_s = f_{so}/I_{t0}$ の値を設定する。次に、加減速パターン発生手段15では、目標周波数指令を入力して基本周波数指令 $f_0^*$ を出力し、これに滑り周波数 $f_s$ を加算してインバータ出力周波数指令 $f_1^*$ （1次周波数指令）を出力する。このように滑り周波数を加算することで、負荷が増加した場合に生じる実速度の低下が防止される。

【0024】また、 $f_1^*$ に $2\pi$ を乗じて1次角周波数指令 $\omega_1^*$ とし、積分器16により $\omega_1^*$ を積分して基準位相指令 $\theta_{d^*}$ としている。

【0025】次に、 $f_1^*$ を入力して $V/f$ 一定ゲイン17を乗じて誘導起電力指令 $E_m^*$ を出力する。 $q$ 軸電圧の補正量 $\Delta V_q$ はトルク電流検出値 $I_q$ を1次遅れフィルタ14を介して1次抵抗設定ゲイン $r_1$ を乗じることで得ている。また、 $q$ 軸電圧指令 $V_{q^*}$ は $E_m^*$ と $\Delta V_q$ を加算した出力である。次に、 $d_q/u_{vw}$ 変換手段18では、回転磁界座標軸の電圧指令 $V_{d^*}$ 、 $V_{q^*}$ を数4の演算を行ない固定子座標における交流の三相電圧指令 $V_{u^*}$ 、 $V_{v^*}$ 、 $V_{w^*}$ を出力している。

【0026】

【数4】

$$\begin{aligned} V_{u^*} &= V_{d^*} \cdot \cos\theta_{d^*} - V_{q^*} \cdot \sin\theta_{d^*} \\ V_{w^*} &= -V_{u^*}/2 - \sqrt{3} (V_{d^*} \cdot \sin\theta_{d^*} + V_{q^*} \cdot \cos\theta_{d^*})/2 \\ V_{v^*} &= -(V_{u^*} + V_{w^*}) \end{aligned}$$

このように本実施例では、直流電流のみから検出した有効パワー電流 $I_{qX}$ をトルク電流検出値 $I_q$ として近似し、これを基に1次抵抗による電圧降下を補償するので低周波数領域での電動機発生トルクが大きくなり、始動トルクが大きくなる。更に、滑り周波数を補正しているので負荷が大きくなても速度低下を抑制できる。

【0027】次に、トルク電流を算出する他の実施例を説明する。図5に示す $60^\circ$ 区間I～VIを判別し、数5の演算を行なうことで励磁電流 $I_d$ とトルク電流 $I_q$ を演算する。

【0028】

【数5】（区間I）

$$\begin{aligned} i_\alpha &= -i_a & i_\beta &= (i_a - 2i_b)/\sqrt{3} \\ I_d &= i_\alpha \cdot \cos(\theta_{d^*} - 2\pi/3) + i_\beta \cdot \sin(\theta_{d^*} - 2\pi/3) \\ I_q &= -i_\alpha \cdot \sin(\theta_{d^*} - 2\pi/3) + i_\beta \cdot \cos(\theta_{d^*} - 2\pi/3) \\ &\quad \text{(区間II)} \\ i_\alpha &= i_b & i_\beta &= (2i_a - i_b)/\sqrt{3} \\ I_d &= i_\alpha \cdot \cos\theta_{d^*} + i_\beta \cdot \sin\theta_{d^*} \end{aligned}$$

$I_q = -i\alpha \cdot \sin\theta d^* + i\beta \cdot \cos\theta d^*$   
 (区間III)  
 $i\alpha = -i a \quad i\beta = (i a - 2i b) / \sqrt{3}$   
 $I_d = i\alpha \cdot \cos(\theta d^* - 4\pi/3) + i\beta \cdot \sin(\theta d^* - 4\pi/3)$   
 $I_q = -i\alpha \cdot \sin(\theta d^* - 4\pi/3) + i\beta \cdot \cos(\theta d^* - 4\pi/3)$   
 (区間IV)  
 $i\alpha = i b \quad i\beta = (2i a - i b) / \sqrt{3}$   
 $I_d = i\alpha \cdot \cos(\theta d^* - 2\pi/3) + i\beta \cdot \sin(\theta d^* - 2\pi/3)$   
 $I_q = -i\alpha \cdot \sin(\theta d^* - 2\pi/3) + i\beta \cdot \cos(\theta d^* - 2\pi/3)$   
 (区間V)  
 $i\alpha = -i a \quad i\beta = (i a - 2i b) / \sqrt{3}$   
 $I_d = i\alpha \cdot \cos\theta d^* + i\beta \cdot \sin\theta d^*$   
 $I_q = -i\alpha \cdot \sin\theta d^* + i\beta \cdot \cos\theta d^*$   
 (区間VI)  
 $i\alpha = i b \quad i\beta = (2i a - i b) / \sqrt{3}$   
 $I_d = i\alpha \cdot \cos(\theta d^* - 4\pi/3) + i\beta \cdot \sin(\theta d^* - 4\pi/3)$   
 $I_q = -i\alpha \cdot \sin(\theta d^* - 4\pi/3) + i\beta \cdot \cos(\theta d^* - 4\pi/3)$

ここで $\theta d^*$ は、図7に示す基準位相指令で、 $i a$ は図1に示すサンプルホールド回路8aの出力値、 $i b$ はサンプルホールド回路8bの出力値である。数5で演算したトルク電流 $I_q$ を図7の1次遅れフィルタ14の入力とすることで同様に自動トルクブースト制御ができる。また、数5はサンプルホールド回路の出力値から直接 $I_d$ 、 $I_q$ 演算を行なっており、インバータ出力電流の瞬時値を三相分求める必要もないため演算や制御が簡単となる。

【0029】なお、数5に示す60°区間I～VIの判別は、図5に示すように三相交流電圧の瞬時値の大小比較や電圧指令の位相から判別できる。また、図6に示す6種類のゲート状態をマイクロコンピュータに取り込み、ゲート状態から60°区間を判別しても良い。なお、励磁電流 $I_d$ も検出できるので $I_d$ が一定になるようにインバータ出力周波数や電圧を制御する速度センサレスベクトル制御にも適用できる。

【0030】次に、他の実施例を図8に示す。図1の実施例と異なる部分は、サンプルホールド回路8cが1個となり、サンプルホールド信号作成手段7bの構成が異なる点である。サンプルホールド信号作成手段7bの詳細構成を図9に示す。電圧位相期間判別手段19では、交流電圧指令 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ の正負極性から電圧位相の各60度期間を判別している。次に、 $V_1$ 、 $V_2$ 、 $V_3$ 、 $V_4$ 、 $V_5$ 、 $V_6$ の6種類のゲート状態と電圧位相期間判別信号との論理積を行ない、その6個の出力を論理和回路13Cで加算し、サンプルホールド信号

S H cとしている。図8及び図9の構成におけるサンプルホールド回路8cの出力*i c*の波形を図10に示す。区間①は図2に示すV6のゲート状態であり、この状態でインバータ直流入力電流をサンプルすることにより*i d c = i u*なので、8cからはこの60度期間では*i u*が連続して出力される。同様に区間②はV4と論理積をとっており図2に示すV4のゲート状態においてインバータ直流入力電流をサンプルすることにより*i d c = -i w*なので、8cからはこの60度期間では-iwが連続して出力される。この結果、*i c*波形はインバータ出力電圧の一周期では図10に示すように60度周期で変化するものになる。このようにサンプルホールド回路の出力はインバータ出力電圧位相の60度位相周期の間は、電動機電流に一致して連続的かつ緩慢に変化するため、この信号をA/D変換しマイクロコンピュータへ取り込む際には比較的低速応答なA/D変換器やマイクロコンピュータ内蔵A/D変換器が使用できる。この結果、経済的な制御装置を実現できる。

【0031】また、図10の波形において例えば区間①の $V_u^*$ の最大値における*i u*の値は、有効パワー電流でありトルク電流相当の値となる。同様に②～⑥においては各相交流電圧の最大値及び最小値付近での*i c*値は有効パワー分電流 $I_{qX}$ として検出できる。この結果、図1の実施例と同様な効果があり、従来の電動機電流センサレス方式に比べ低速域においても精度良い自動トルクブースト制御ができる。また、図1の実施例と比べサンプルホールド回路が1個となり経済的となる。

【0032】なお、上記各実施例では交流電動機として誘導電動機を用いて説明したが、永久磁石を用いたブラシレス直流電動機など同期電動機をインバータで制御する場合でも、本発明は同様に適用できる。また、上記各実施例では負アームのスイッチング素子のゲート状態に応じて直流入力電流をサンプルホールドしているが、同様に正アームのスイッチング素子のゲート状態に応じてサンプルホールドしても良い。

### 【0033】

【発明の効果】本発明によれば、制御回路を経済的に構成できる。

【0034】また、高速に電流制限ができ、インバータの過電流トリップを防止できる。

【0035】また、インバータ直流入力電流のみからトルク電流相当を演算できるので、経済的なインバータ装置になると共に、精度良い自動トルクブースト制御ができる。

### 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施例を示す制御装置構成図。

【図2】インバータ直流入力電流と電動機電流の関係を示す説明図。

【図3】図1に示すサンプルホールド信号作成手段7aの詳細回路図。

【図4】図3に示すサンプルホールド信号作成手段7aのタイムチャート図。

【図5】図1に示すサンプルホールド回路の出力波形図。

【図6】図5に示す60°期間毎のゲート信号波形図。

【図7】自動トルクブーストの制御ブロック図。

【図8】本発明の他の実施例を示す制御装置構成図。

【図9】図8に示すサンプルホールド信号作成手段7bの詳細回路図。

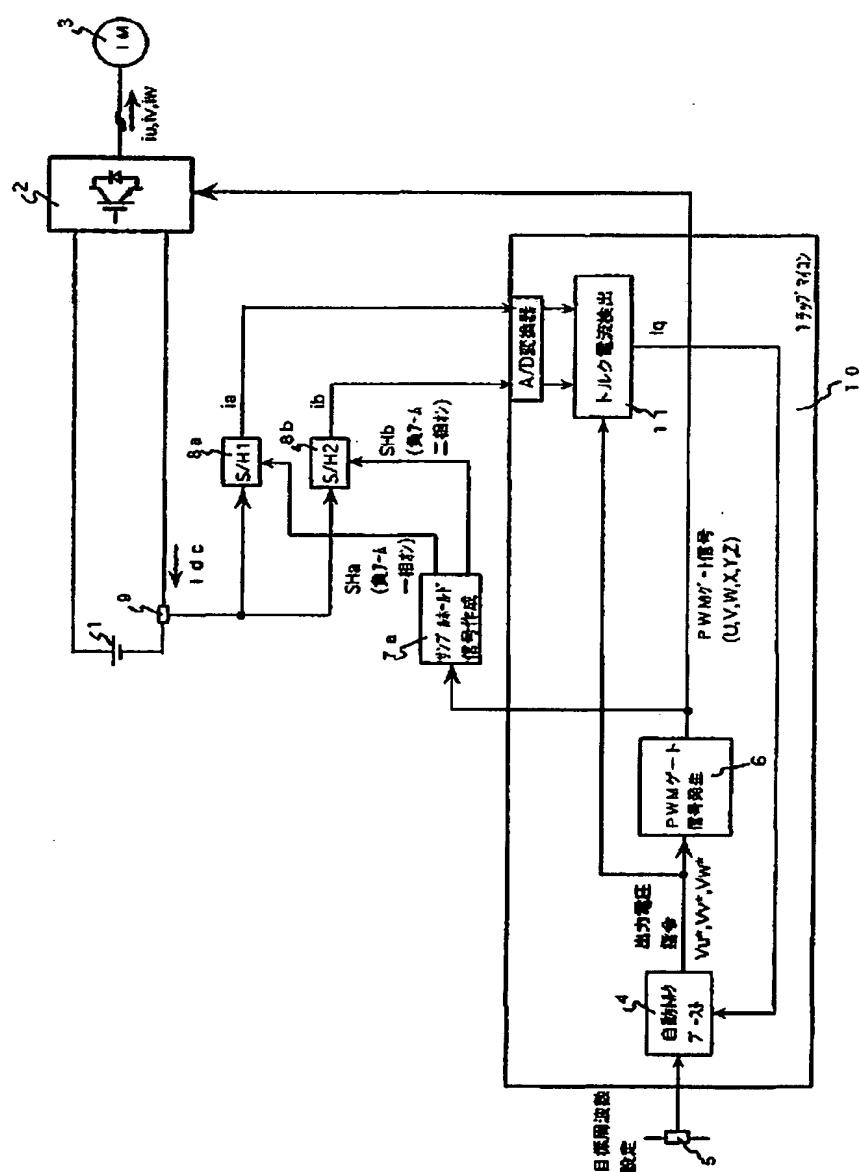
【図10】図8に示すサンプルホールド回路8cの出力波形図。

【符号の説明】

1…直流電源、2…三相インバータ、3…誘導電動機、  
4…自動トルクブースト制御手段、5…目標周波数設定  
器、6…PWMゲート信号発生手段、7a, 7b…サン  
プルホールド信号作成手段、8a, 8b, 8c…サンプ  
ルホールド回路、9…直流電流検出器、10…1チップ  
マイクロコンピュータ、11…トルク電流検出手段、1  
2…論理積回路、13…論理和回路、14…1次遅れフ  
ィルタ、15…加減速パターン発生手段、16…積分  
器、17…V/f一定ゲイン、18…d q / u v w 変換  
手段、19…電圧位相期間判別手段、20…論理積回  
路。

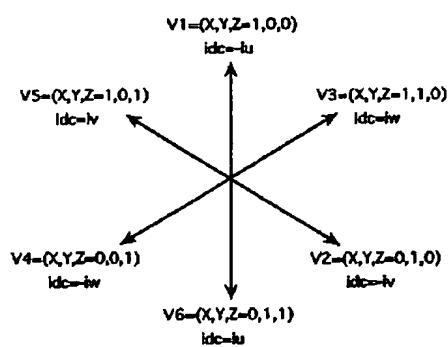
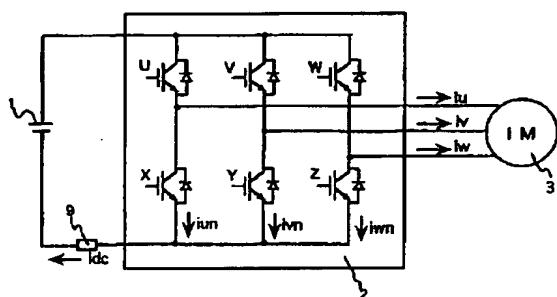
【図1】

図 1



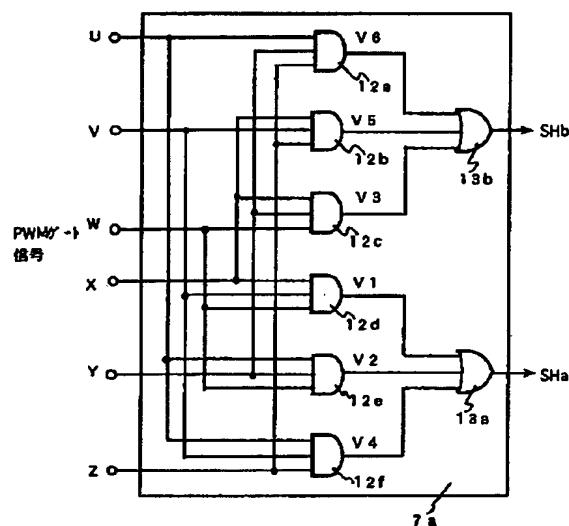
【図2】

図2



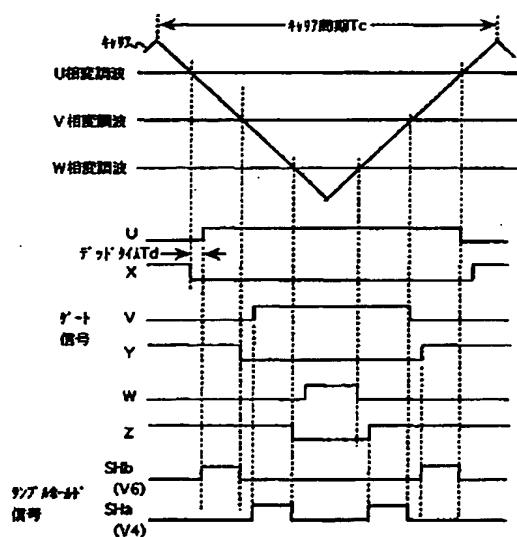
【図3】

図3

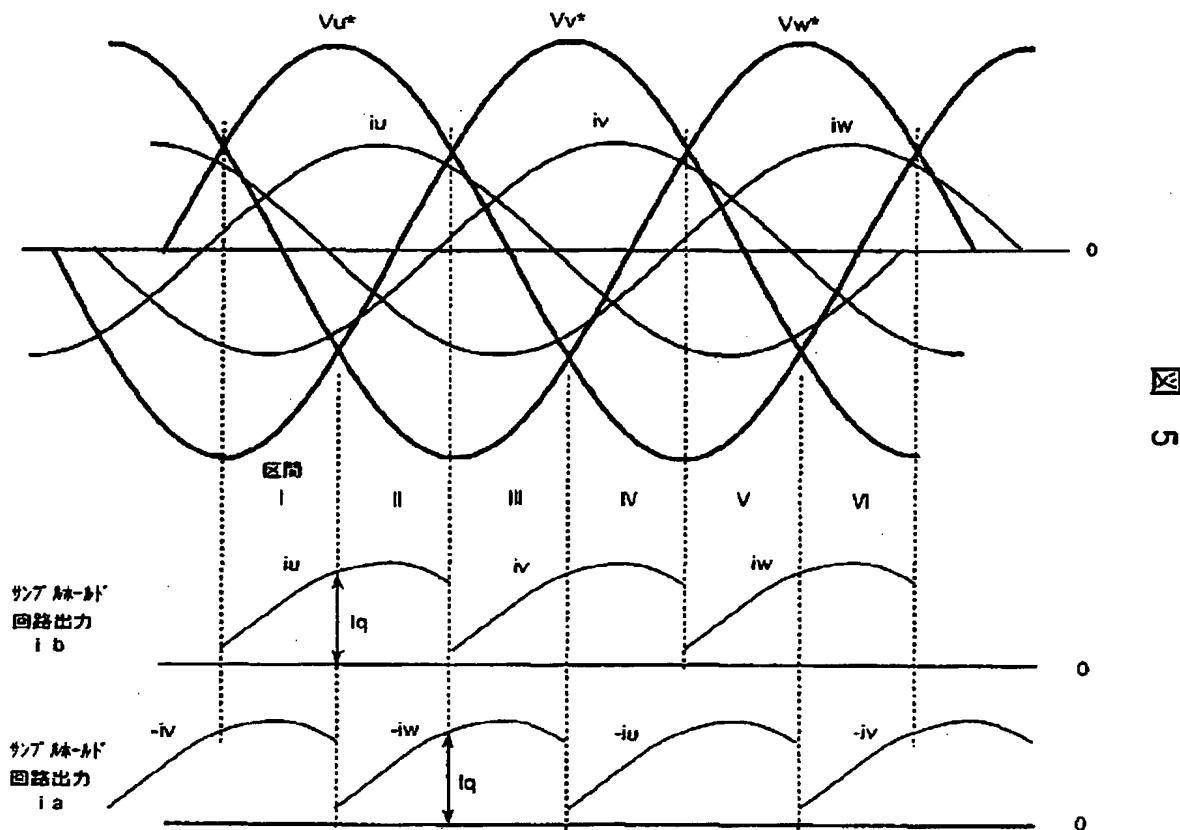


【図4】

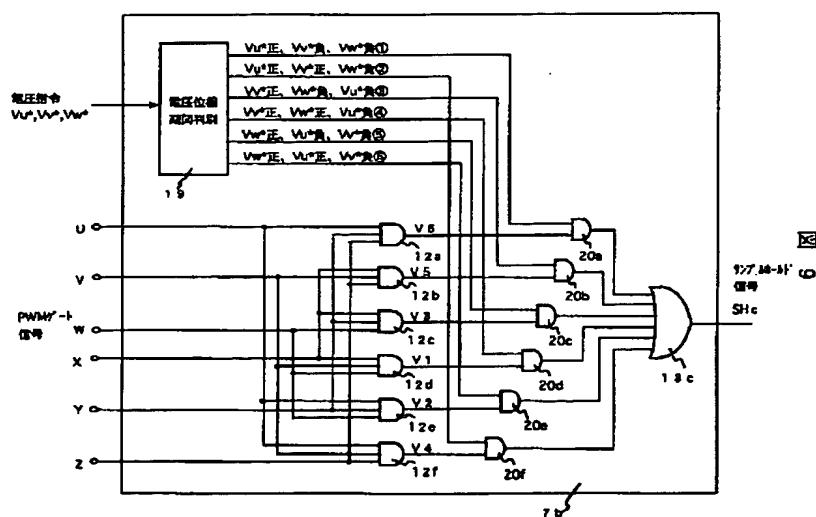
図4



【図5】

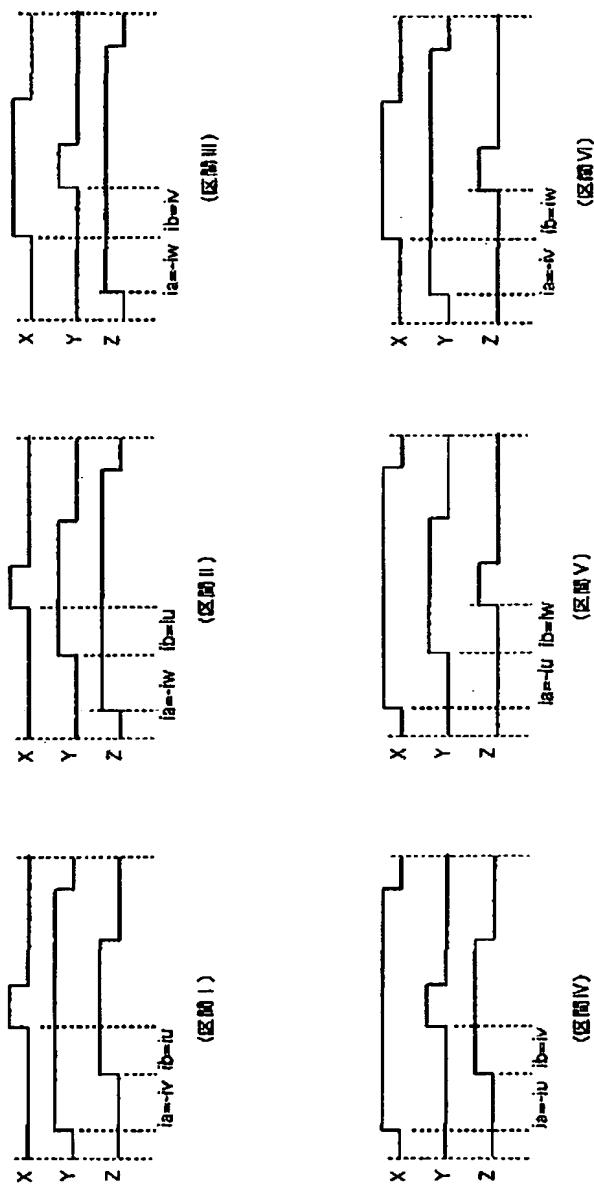


【図9】



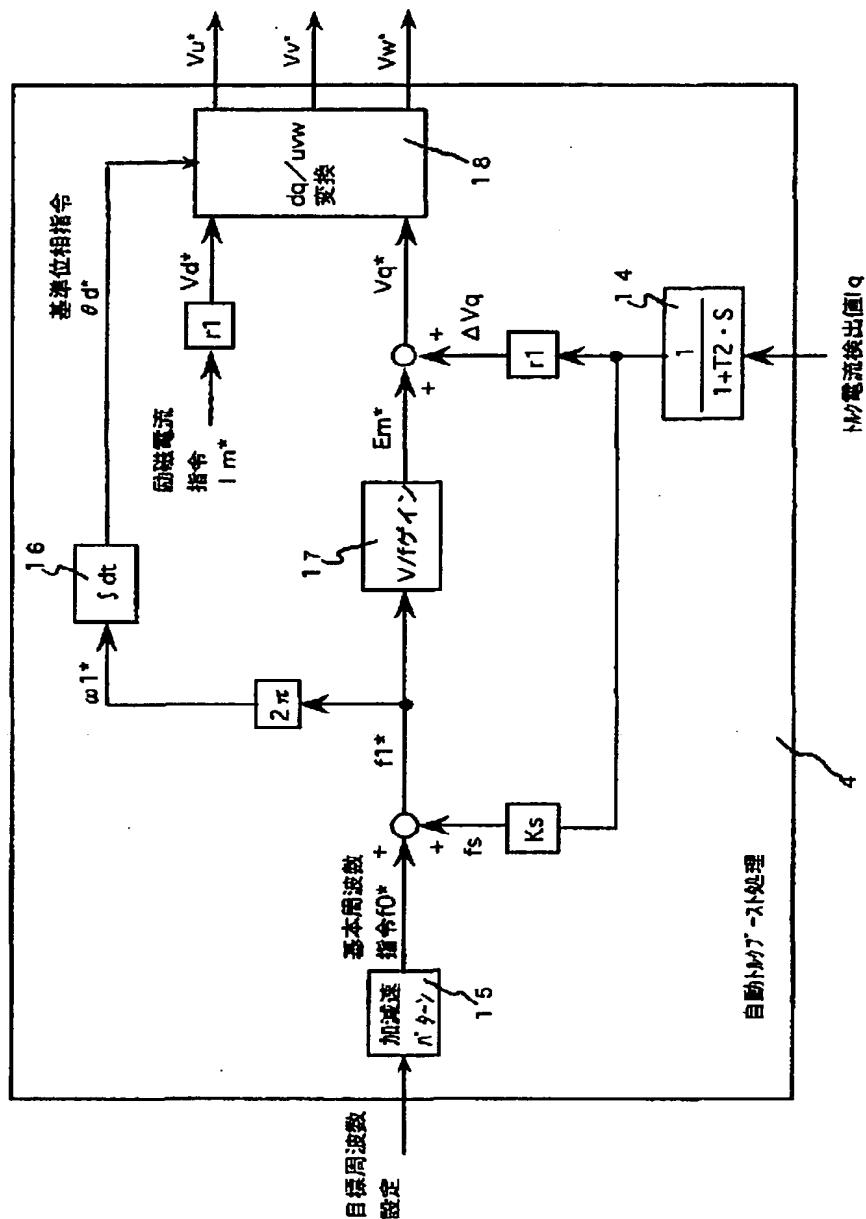
【図6】

図 6



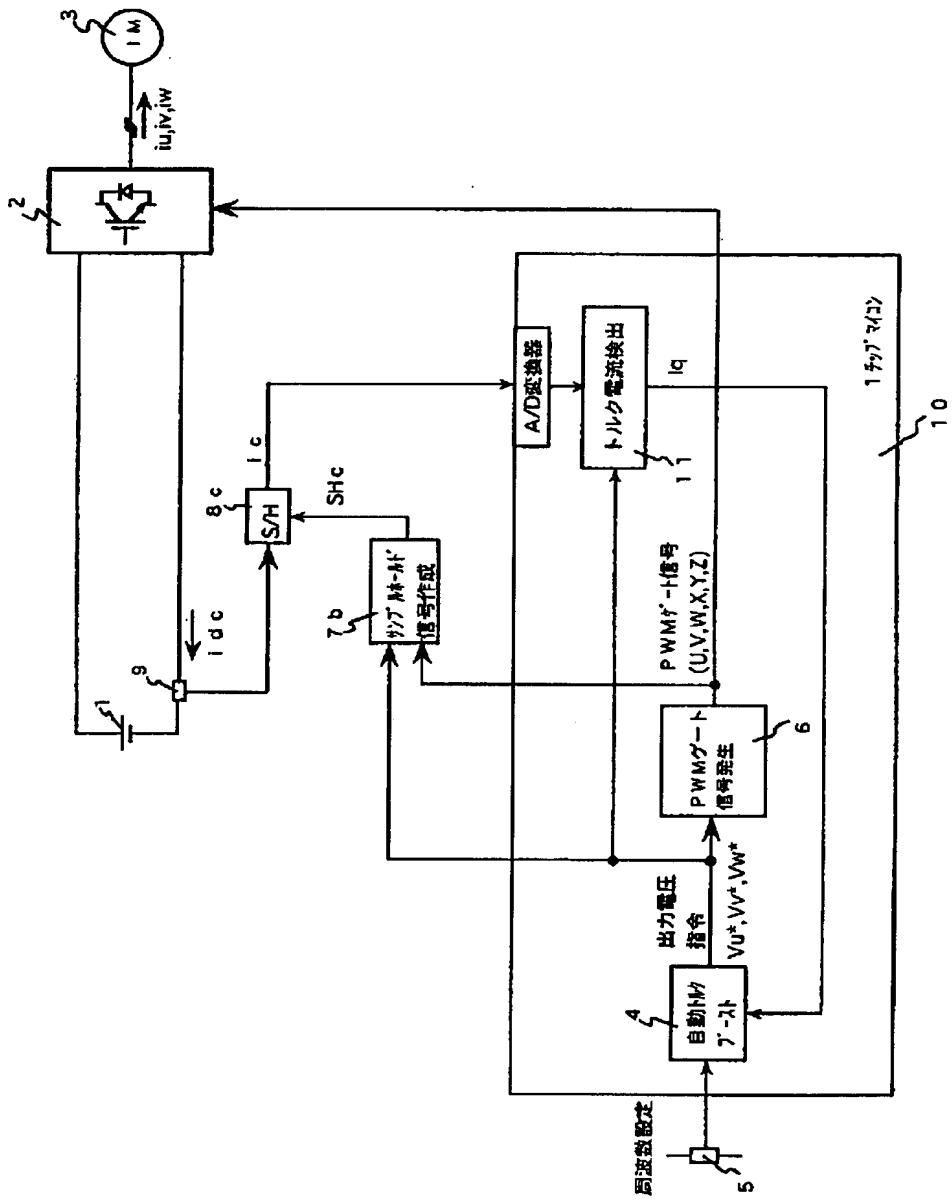
【図7】

図 7

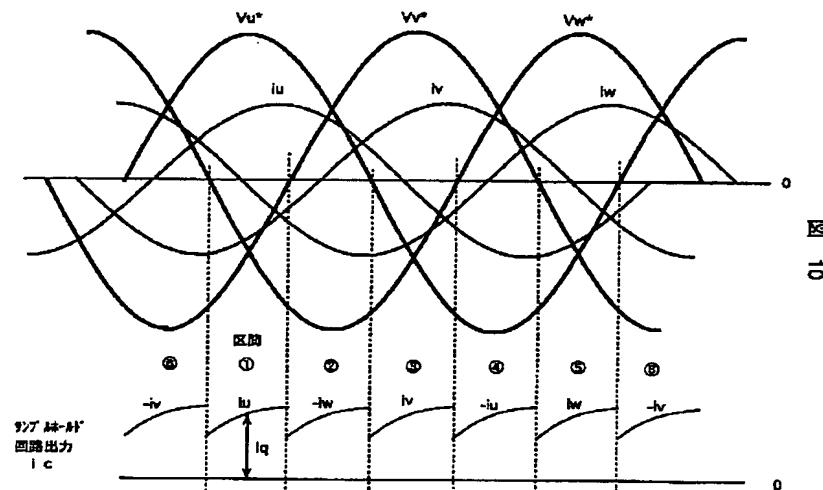


【図8】

図 8



【図10】



フロントページの続き

(72)発明者 奥山 俊昭

茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株式会社日立製作所日立研究所内

(72)発明者 中津 欣也

茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株式会社日立製作所日立研究所内

(72)発明者 石田 誠司

茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株式会社日立製作所日立研究所内

(72)発明者 藤井 洋

千葉県習志野市東習志野七丁目1番1号 株式会社日立製作所産業機器グループ内

(72)発明者 加藤 淳司

千葉県習志野市東習志野七丁目1番1号 株式会社日立製作所産業機器グループ内

(72)発明者 平賀 正宏

千葉県習志野市東習志野七丁目1番1号 日立京葉エンジニアリング株式会社内

Fターム(参考) 5H007 AA12 BB06 CA01 CB05 DA03

DA05 DA06 DB02 DB12 DC02  
EA02 FA03

5H576 CC01 DD02 DD04 EE01 EE03  
EE14 GG04 HA02 HB01 JJ03  
JJ05 JJ08 JJ16 JJ22 LL22  
LL30 MM02